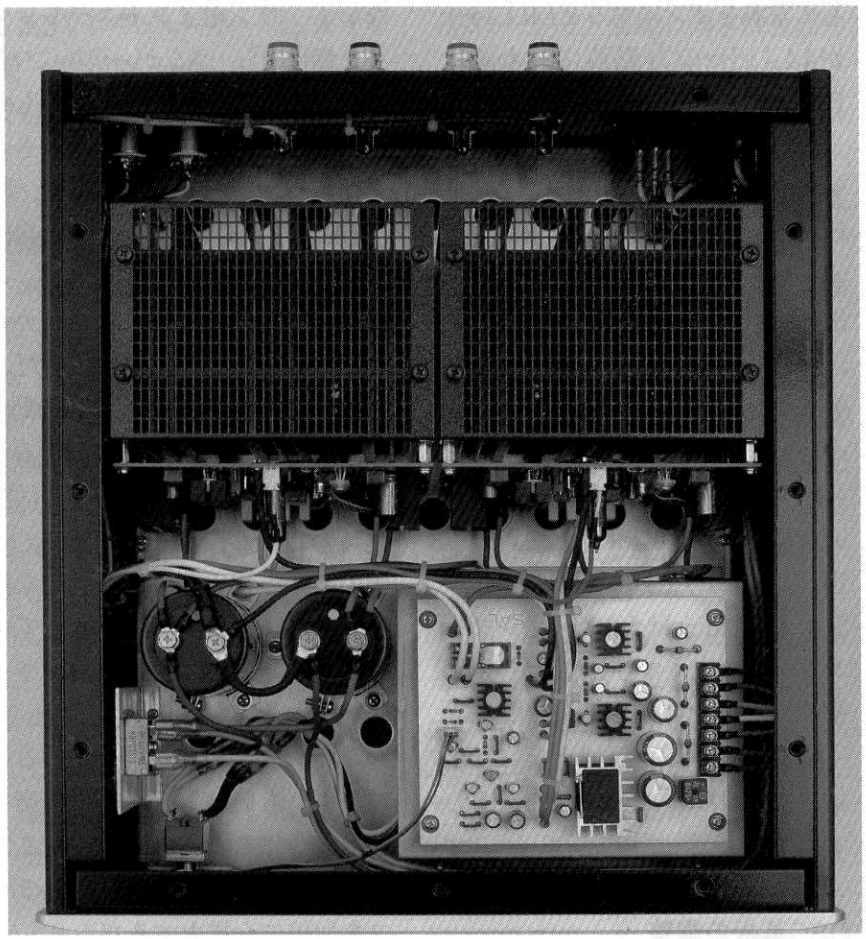
SEMICONDUCTOR

初段真空管1段増幅，メタルキャンTrを全面的に採用

A級35W×2 ハイブリッドパワーアンプ

柴田由喜雄 SHIBATA Yukio

10年以上前のMJのアンプコンテストの常連で，最後は殿堂入りした柴田由喜雄氏は，現在は生録音で自らの自作アンプの音を鍛えあげている．すでにマイクアンプやA/Dコンバーターを完成させているが，久しぶりのMJへの登場ということで，パワーアンプを発表していただくこととした．柴田氏のパワーアンプといえば，1段増幅と出力段無帰還の構成であったが，今回は1段増幅を踏襲しながら，オーバーオールの負帰還をかけている．また初段差動は真空管で，そのほかはメタルキャンTrで構成している．

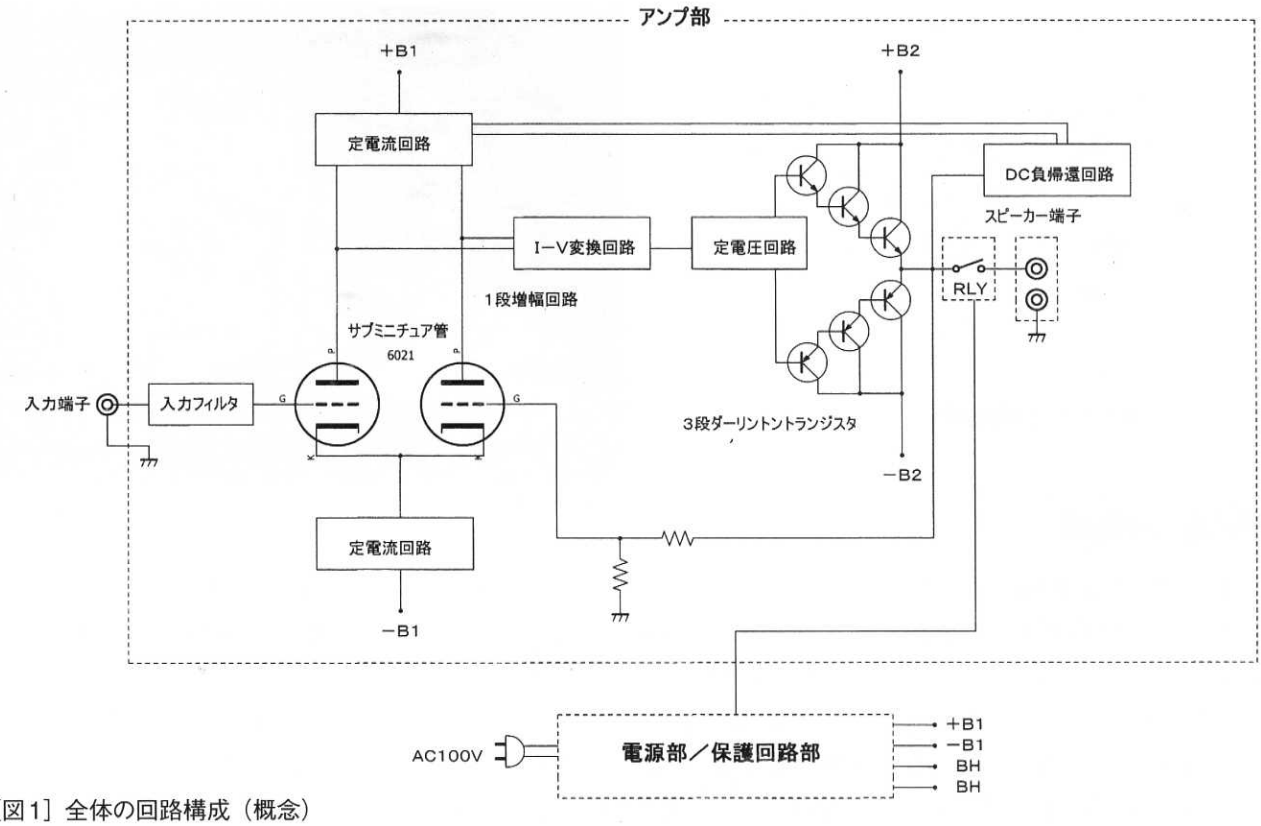


写真下，フロントパネル側に電源平滑コンデンサーと電源・保護回路基板を配置．基板下にRコア型電源トランスがある．パワーアンプ基板は放熱器と一体化した構造

はじめに

これまで数多くの1段増幅パワーアンプを製作してきたが，いずれも初段にFETを使用してきた．適度なg_mのFETを選択すれば，そのシンプルな増幅メリットによって，超高域発振に対する余裕のある補正，あるいはアンプの高速化が容易に図れるからである．それらは従来，いずれも初段FETのg_mと出力段の3段ダーリントン接続パワートランジスターによって必要裸ゲインを得る構成であった．

しかし初段のFETは，ある程度の高g_mと高周波特性があれば，必ずしもそれにこだわる必要はない．バイポーラートランジスター，あるいは真空管であってもよいはずである．そこで本機は，初段にサブミニチュア管を用いたハイブリッド1段増幅パワーアンプとし，真空管の味をバイポーラートランジスターの味にミックスさせようと

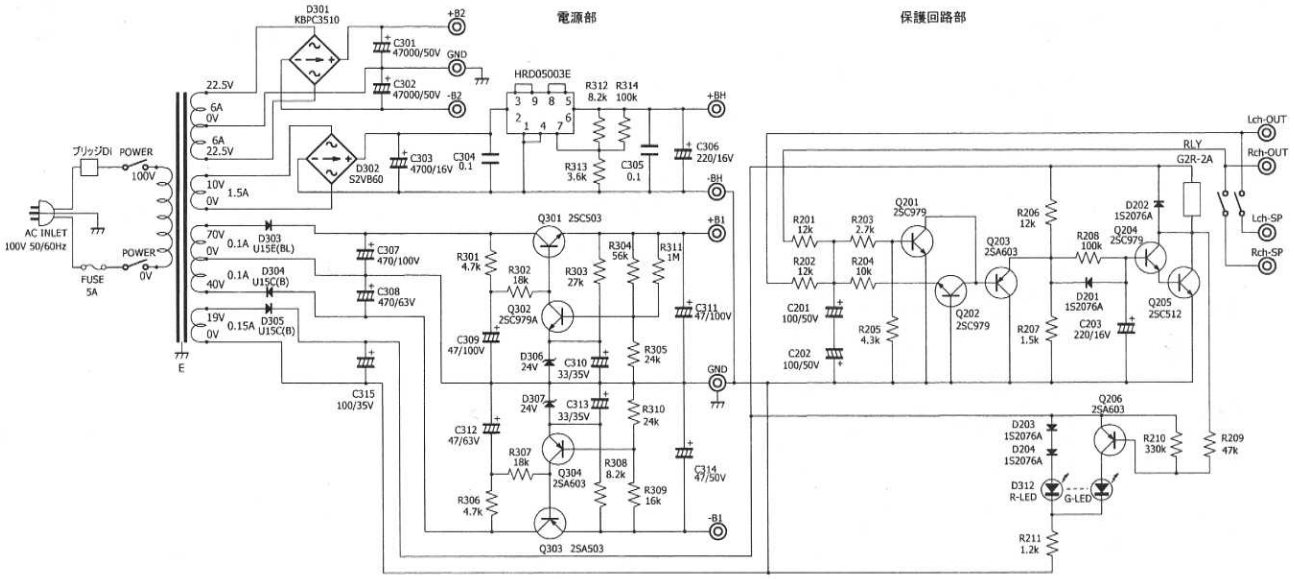


[図1] 全体の回路構成（概念）

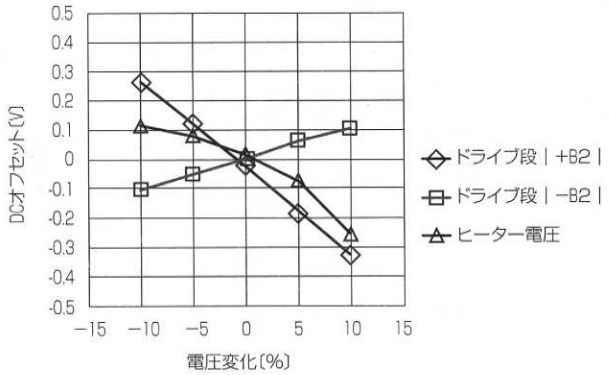
する試みである.

サブミニチュア管の採用とともに，いまや当然となったエポキシモールドのトランジスターに替えて，ヴィンテージ風ともいえるかもしれないが，メタルキャンのトランジスターを能動素子に全面的に採用した.

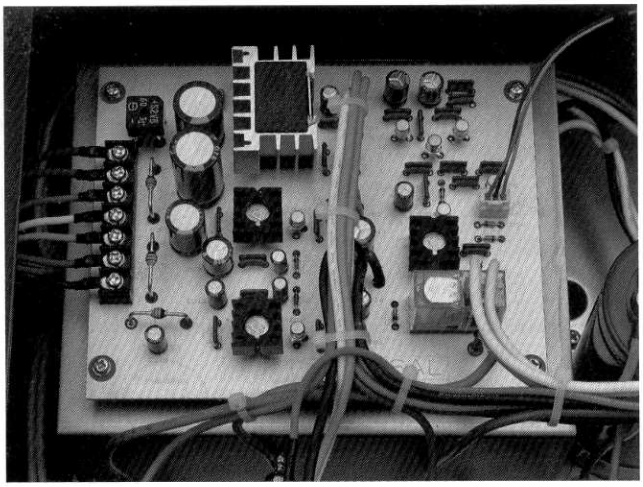
メタルキャンのトランジスターは現在多用されているエポキシモールドのトランジスターに比べると，小信号トランジスターでは高耐電圧・低C_{ob}の品種が少ないこと，また，パワー用トランジスターでは揃ったコンプリメンタリー品の入手が困難な点が課題と思われている．しかし，メタルキャンの小信号用トランジスターの耐電圧を調べた結果，いくつかのトランジスターでは，たとえば60Vと規格表に記載されていても，ランクを考慮すれば低電流領域では実測100V以上の品種があることがわかった．また，パワー用トランジスターはA級とすることでコンプリメンタリーの不整合の影響を減少させて前記課題を克服した.



[図2] 電源および保護回路



［図3］オフセット電圧の電源電圧依存性



電源・保護回路基板も表面はベタアースで金メッキ処理

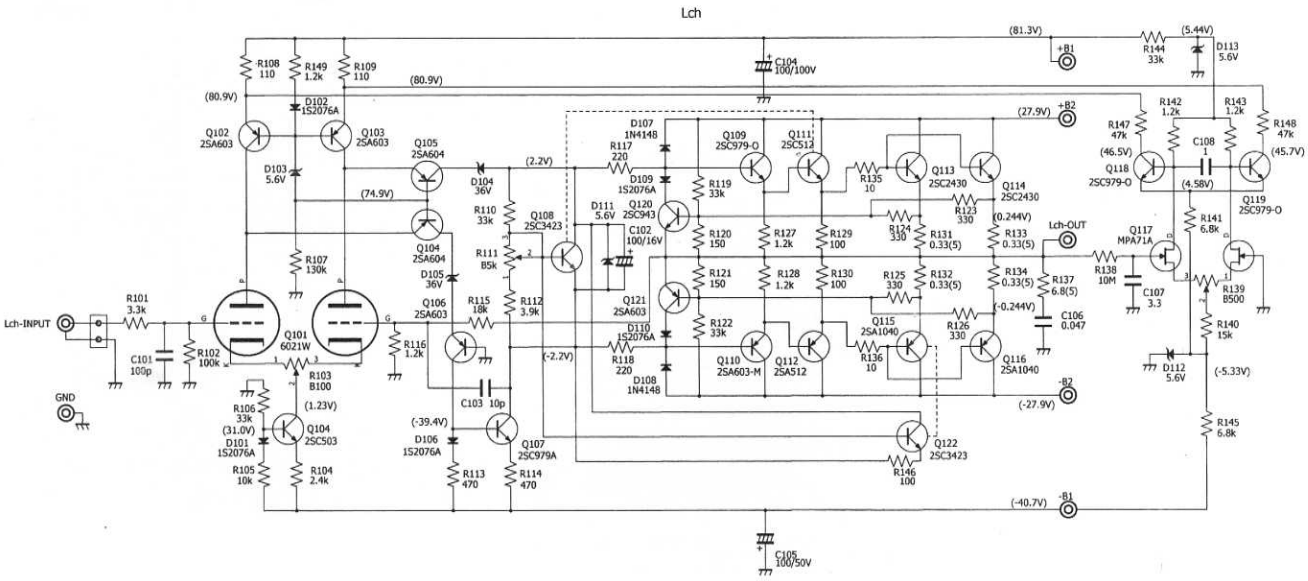
本機の回路構成

図1に全体の回路構成（概念図）を示す．主にドライブ段の電源部，保護回路部，アンプ部からなる．以下，それぞれについて順に説明する．下記**図2**，**4**においてRで始まる部品番号は抵抗を，Qは真空管あるいはトランジスターなどの能動素子を，Cはコンデンサーを，Dはダイオードをそれぞれ示している．

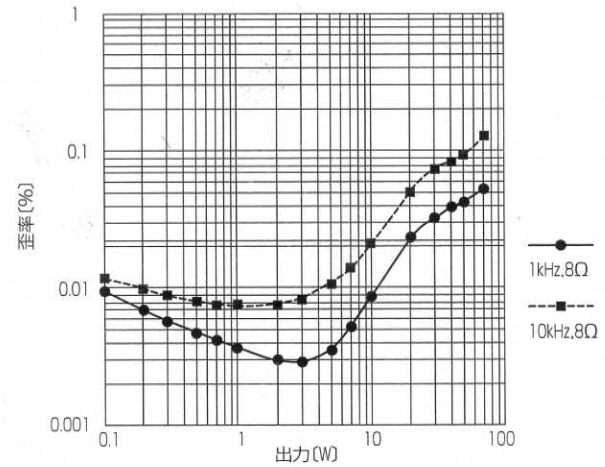
次に**図2**に電源部および保護回路部を示す．トランスには300WクラスのRコア型トランスを用い，パワートランジスターには47000μF×2のケミコンから電流を供給している．これは標準的な構成である．

初段サブミニチュア管ヒーター用6.3Vはコンパクトな安定した電圧の得られるスイッチング電源（HRD05003E，秋月電子通商）を用いている．電源の中でも，とりわけヒーター電圧の安定化はDCアンプでは最重要項目の1つである．スイッチング電源からの数100kHz（推定）のスイッチングノイズの漏れが懸念されたが，本機のアセンブリー実測において，その漏れは認められなかった．ヒーター用電源には直接的には音楽信号は通らないのでアナログ構成とはせず，きっちりとした安定な電圧供給を優先させた．

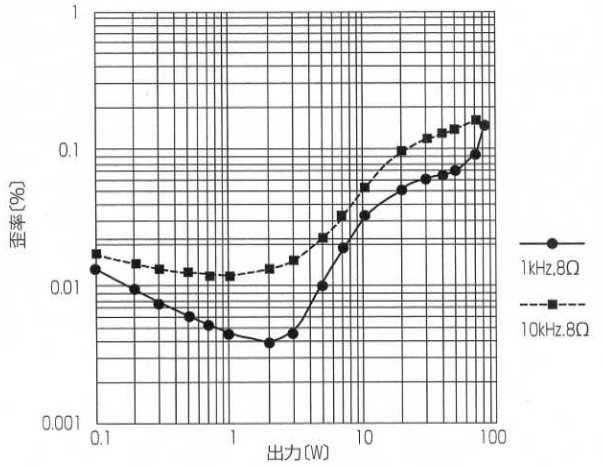
ドライブ段用電源の＋80V，−40Vの電源は，発振に対する安定性を優先させ，きわめてシンプルな構成としている．しいていえば，リップルフィルターに軽い定電圧用フィードバックをかけた程度のものである．ケミコンも必要最低限の容量としている．従来はQ_{301}（2SC503）やQ_{303}（2SA503）を2段ダーリントンとし，R_{302}（18kΩ），R_{307}（18kΩ）は定電流的に作用する回路としていた．しかし，本機のようなきわめて簡素ともいえる電源でもまったく問題はない．また，格別な電流供給能力も必要



［図4］アンプ部の回路（Lchのみ）



[図14a] AB級アンプの出力電力対歪率特性（8Ω負荷）



[図14b] AB級アンプの出力電力対歪率特性（4Ω負荷）

れなかった場合にR_{103}を使用する．アイドル電流は，あらかじめ電源を投入する前に半固定抵抗R_{111}の2－3番間を0Ω付近にしておき，アイドル電流を徐々に上げて設定電流にセットすると安全である．

本機の特性と音質

本機の周波数特性を**図10**（a）に示す．周波数特性は，おおよそ0.7Hz～130kHz（－3dB）である．裸ゲインを**図10**（b）に示す．本機の仕上がりゲインが25dBであるので，1kHz以下ではおよそ40dBの負帰還量である．低域限界はDC負帰還回路のフィルター時定数と同差動アンプのゲインにより決まり，高域限界は高域補正コンデンサーC_{103}（10pF）と入力フィルターであるR_{101}（3.3kΩ）＋C_{101}（100pF）によって変わる．

歪率特性を**図11**（a），（b）に示す．およそ35～40Wまで0.1%以下（1kHz）である．低出力側での上昇は，サブミニチュア管を中心とした入力周辺回路およびDC負帰還回路のノイズによるものだ．中出力から大出力への歪み増加はアンプの非線形性増加によるものが主である．数字的には問題ないレベルである．0.数%以下の歪みは音質にそれほど影響しないともいわれているが，個人的にはサブミニチュア管の歪みを若干期待する側面もある．本機は4Ω負荷ではAB級となるものの，連続出力70Wにも対応できる．

ダンピングファクター特性を**図12**に示す．測定は外部パワーアンプから8Ωを介して既知電流を注入し，スピーカー端子での電圧（＝注入電流×出力インピーダンス）よりダンピングファクター（8÷出力インピーダンス）を逆算している．測定結果は低域にて1300～1400であり，ハイブリッドアンプとはいえ，出力段がトランジスターであるので高めの値となっている．数値的には，スピーカーの制動といった観点から見ると，明らかにトランジスターアンプに近い特性となっている．低f_0で振動系の重いウーファーなどでも余裕をもって駆動できる．

本機を試聴してみると，自分でいうのもおかしな話ではあるが，刺激的な音がしない，実に自然な音のするアンプに仕上がったようだ．本機はどちらかというと高能率スピーカーを対象にした低出力アンプの部類に入るが，比較的大音量にて長時間聴いていても疲れを感じさせないものとなった．おそらく，試聴を重ねるにつれ，クラシックのみならずロックのエレキギター演奏にも追従できるものと思っている．サブミニチュア管と1段増幅の組み合わせは，新たな音の世界を作っていくようだ．

AB級70W×2パワーアンプへの応用

本機は設計当初から電源の平滑コンデンサーを50V耐圧とし，使用トランジスターもすべてAB級に耐えうる耐電圧としていた．能率の比較的低いスピーカーにも対応するためである．実際，A級アンプとAB級アンプの2台を同時に製作した．したがって，**図13**のように単に電源トランスを変更すれば，アンプ部と電源部を何ら変更することなく，アイドル電流を0.8Aに下げることによって，AB級70W×2（10WまでA級）のアンプに変身する．AB級アンプとしての歪率特性を**図14**（a），（b）に示す．パワートランジスターの電流制限回路によって，4Ω負荷では80W（1kHz）に抑えられている．それ以外の特性は，上記A級アンプとほぼ同じである．